






Transmitter, transmission method and receiver.



Patent number: EP0365431
Publication date: 1990-04-25
Inventor: DE COUASNON TRISTAN; ELLEAUME PHILIPPE;
 HERGAULT STEPHANE; FOUCHE YVON; MONNIER
 RAOUL; TRAVERT SERGE
Applicant: THOMSON CSF (FR)
Classification:
 - international: H04L5/02
 - european: H04L27/26M, H04N5/44N, H04N7/08, H04N7/24A
Application number: EP19890402894 19891020
Priority number(s): FR19880013832 19881021; FR19880013833 19881021

Also published as:

 WO9004893 (A1)
 WO9004893 (A1)
 EP0439539 (A1)
 EP0439539 (A1)
 US5311550 (A1)

more >>

Cited documents:

 CH620558
 US3456202

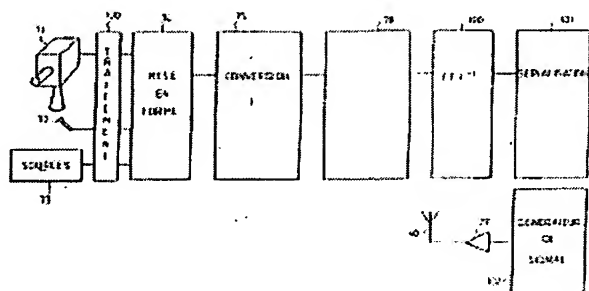
Abstract of EP0365431

A method for transmitting modulated waves simultaneously using a plurality of frequencies comprises successive steps of transmission of symbols for a duration $T + \Delta T$, two transmission frequencies being separated by $1/T$, T being the useful transmission interval and ΔT being the transition interval.

Synchronisation signals are transmitted enabling, on reception, the sampling of the signal for useful transmission intervals of duration T so as to render orthogonal channels corresponding to the various frequencies.

The invention applies to the broadcasting and receiving of radio and television transmissions, to devices for receiving analog and/or digital information, to telephone communications between exchanges, to telephone communications between radio telephones and communication stations, to radio communications between terrestrial stations and satellites, to communications between satellites, to acoustic communications in air and/or in water, and to the construction of local computer networks.

The invention is particularly well suited to high fidelity radio transmissions as well as to high definition television (HDTV) and/or digital television.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

⑨ 日本国特許庁(JP)
⑩ 公表特許公報(A)

⑪ 特許出願公表

平4-501348

⑫ 公表 平成4年(1992)3月5日

⑬ Int. Cl.³
H 04 J 11/00
7/00

識別記号

A

庁内整理番号

7117-5K
7117-5K

審査請求 未請求
予備審査請求 有

部門(区分) 7(3)

(全 25 頁)

⑭ 発明の名称 送信機、送信方法、受信機

⑮ 特 願 平1-511515

⑯ 出 願 平1(1989)10月20日

⑰ 翻訳文提出日 平3(1991)4月19日

⑱ 国際出願 PCT/FR89/00546

⑲ 国際公開番号 WO90/04893

⑳ 国際公開日 平2(1990)5月3日

優先権主張 ㉑ 1988年10月21日 ㉒ フランス(FR) ㉓ 88/13832

⑳ 発 明 者 フツシュ、イボン

フランス国、92290・シャトゥナイ・マラブリイ、リュ・ロジェ・サラングロ、48

㉑ 出 願 人 トムソン・セエスエフ

フランス国、92800・ピュトー、エスプラナード・デュ・ジエネラル・ドウ・ゴール、51

㉒ 代 理 人 弁理士 川口 義雄 外4名

㉓ 指 定 国

AT, AT(広域特許), AU, BB, BE(広域特許), BF(広域特許), BG, BJ(広域特許), BR, CF(広域特許), CG(広域特許), CH, CH(広域特許), CM(広域特許), DE, DE(広域特許), DK, FI, FR(広域特許), GA(広域特許), GB, GB(広域特許), HU, IT(広域特許), JP, KP, KR, LK, LU, LU(広域特許), MC, MG, ML(広域特許), MR(広域特許), MW, NL, NL(広域特許), NO, RO, SD, SE, SE(広域特許), SN(広域特許), SU, TD(広域特許), TG(広域特許), US

最終頁に続く

請 求 の 範 囲

1. 複数の周波数を同時に使用する変調波の伝送のための方法であって、該方法が、周期 $T + \Delta T$ の間に記号を送信する連続ステップを含む、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離されており、前記 T が有効送信期間であり、且つ前記 ΔT が遷移期間であって、様々な周波数に対応する直交チャネルを与えるために、前記周期 T の有効送信期間の間に信号のサンプリングを受信端において行うことを可能にする同期信号が送信されることを特徴とする方法。
2. 前記 $\Delta T > 0$ であることを特徴とする請求項1に記載の方法。
3. 前記 T が前記 ΔT よりも大きいことを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。
4. 使用される第1の周波数 f_1 が $1/2T$ に等しく、前記 T が正の整数又はゼロであることを特徴とする請求項1から3のいずれか一項に記載の方法。
5. 前記遷移期間の間は送信が停止されることが特徴とする請求項1から4のいずれか一項に記載の方法。

6. 前記周期 T の有効送信期間の間のパターンを決定するためのステップと、前記周期 T の送信期間の間の前記パターンの送信及び周期 ΔT の遷移期間の間の前記パターンの中断のない連続のステップとを含むことを特徴とする請求項1から4のいずれか一項に記載の方法。

7. 前記周期 T の有効送信期間の各々の間に、1つの記号が各周波数において送信されることを特徴とする請求項1から6のいずれか一項に記載の方法。

8. 前記周期 $T + \Delta T$ の有効送信期間の各々の間において、1つの対「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」が各周波数上において送信され、前記「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」の対が送信されるべき情報と一対一の等価関係にあることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

9. 前記対「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」の使用可能な数が4より多いことを特徴とする請求項1から8のいずれか一項に記載の方法。

10. 請求項1から9のいずれか一項に記載の方法の實行を可能にすることを特徴とする送信機。

11. 前記周期 T の有効送信期間の間に1つの記号を各々の使用

特表平4-501348(2)

周波数において送信することを可能にする変調装置(11)を有することを特徴とする請求項10に記載の送信機。

13. 前記変調装置(11)が1個の変調器(11~13)を有し、前記11が使用周波数の数であり、前記12個の変調器の出力が1つの合計装置(14)の入力に接続されていることを特徴とする請求項11に記載の送信機。

13. 前記合計装置が1つの対称配分トリヤ(14)を有することを特徴とする請求項11に記載の送信機。

14. 前記変調装置(11)が逆フーリエ変換の計算のための装置(15)を有することを特徴とする請求項10又は11に記載の送信機。

15. 前記逆フーリエ変換の計算のための装置が高速フーリエ変換(FFT)の計算のためのディジタル回路であることを特徴とする請求項14に記載の送信機。

16. 送信チャネルの1つがゼロ周波数搬送波を中心とさせられていることを特徴とする請求項11から13のいずれか一項に記載の送信機。

17. 前記変調装置(11)が中間周波数で動作することを特徴とする請求項11から15のいずれか一項に記載の送信機。

18. 前記変調装置(11)が搬送波変調のためのディジタル装置であることを特徴とする請求項11から15のいずれか一項に記載の送信機。

19. 振幅 α 及び/又は位相 ϕ に関する校正信号を、少なくとも幾つかの使用周波数上において発生させる手段を有することを特徴とする請求項11から17のいずれか一項に記載の送信機。

20. 前記送信機がテレビ送信送信機であることを特徴とする請求項11から18のいずれか一項に記載の送信機。

21. 前記送信機が無線送信送信機であることを特徴とする請求項11から19のいずれか一項に記載の送信機。

22. 前記送信機が高品位テレビ送信送信機であることを特徴とする請求項20に記載の送信機。

23. 前記送信機がデータ送信機であることを特徴とする請求項11から22のいずれか一項に記載の送信機。

24. 請求項1から9に記載の方法によって送信される波の受信を可能にすることを特徴とする受信機。

25. 信号と同期したサンプリングのための手段を有する受信機であって、該受信機が、複数の周波数上において1つの周期 $T + \Delta T$ の間に送信される記号を使用する変調波送信を復調す

るための手段を有し、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離されており、前記Tが有効送信期間であり、且つ前記 ΔT が遅移期間であって、さらに該受信機が、保護期間 ΔT を使用して受信信号と該受信機とを同期化することを確保する1つのサーボ制御装置(16)を有することを特徴とする請求項24に記載の受信機。

26. 少なくとも一部分の信号の平均出力の検出装置によって制御される1つの自動利得制御装置(16)を有することを特徴とする請求項24又は25に記載の受信機。

27. 「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」の対をディジタル路に変換するための、前記対の信号手段(16)を有することを特徴とする請求項24から26のいずれか一項に記載の受信機。

28. 高速フーリエ変換(FFT)の計算のための装置(17)を少なくとも1つ有することを特徴とする請求項24、25、26、又は27に記載の受信機。

29. 前記高速フーリエ変換(FFT)の計算のための装置(17)が、1個の直交チャネルの分離のためのフーリエ変換の完全な計算を行うことを特徴とする請求項24に記載の受信機。

30. 校正信号から基準位相及び/又は基準振幅を供給することが可能な1つのテスト装置(18)を有することを特徴とする請

求項24から27のいずれか一項に記載の受信機。

31. 送信から生じる信号の中の擾乱を補償するための1つの等化装置(19)を有することを特徴とする請求項24に記載の受信機。

32. 複数のチャネルを直交化するための、周期 ΔT の遅移期間を使用する再直交化手段(19、191、192)を有することを特徴とする請求項24から31のいずれか一項に記載の受信機。

33. 前記受信機が無線電話通信の受信機であることを特徴とする請求項24から32のいずれか一項に記載の受信機。

34. 前記受信機がテレビ通信の受信機であることを特徴とする請求項24から33のいずれか一項に記載の受信機。

35. 1個の直交チャネルの分離ステップが、信号の高速フーリエ変換(FFT)計算のためのステップを含むことを特徴とする変調波の受信のための方法。

36. 1個のチャネルにおいて受信された信号からテレビ信号を復元するためのステップを含むことを特徴とする請求項35に記載の方法。

37. 受信機と送信される記号との同期を行うための、及び多重エコーを除去するための、記号送信の間の保護期間 ΔT の使用。

18. 前記受信機が高品位テレビ送信の受信機であることを特徴とする請求項14に記載の受信機。

19. 前記受信機がデータ受信機であることを特徴とする請求項14から18のいずれか一項に記載の受信機。

送信機、送信方法、受信機

本発明は、特に高性能な送信機と送信方法とに係わる。また本発明は主に受信機にも係わる。

例えば電磁波のような電波を使用して情報を送信することが知られている。送信される情報のスループットを増大させる努力が行われてきたことが知られている。しかし、このスループットをより増大させることは、使用される周波数帯域の増大によっては実現されない。ここで単波送信の場合には、例えば同軸ケーブル又は光ファイバのような送信チャネルの通過帯域に起因する制限があり、一方、空中送信の場合には、あらゆる必要を満たすのに十分な周波数というものは存在しない。

更に、No. 1,491,311号として公開される特許出願 14 19812号は、記号 $k(t, f)$ を使用する送信方法を説明する。各々の記号は、周波数と所与の送信時間とに相当する。送信時間が固定されていないが故に、この量は、スペクトル応答を約 $1/T(f, t)$ に制限する細密同期手段を全く使用しない。更に、No. 1,494,115号として公開されたフランス追加証明書 14 13211は、信号の復調のために、離散フーリエ変換の計算の

ための装置を使用することを説明している。この追加証明書は、更に前記記号の間の保護期間の使用を示唆する。しかし、使用されているチャネルの非直交性が、最善の場合でさえ $1/T(f, t)$ にスペクトル応答を制限する。

本発明による装置の場合には、アナログ条件の下で $1/T(f, t)$ を上回ることが可能である。

本発明は、特許 15 12917号、15 12926号、15 12931号、15 12940号、15 12941号、15 12951号、15 12952号に説明される手段と送信方法との改善に係わる。

公知のタイプの装置では、各々の情報単位に割り当てられた送信時間を短縮することによって、(又は、使用可能な記号の数を増加させることによって)、情報のスループットを増加させる試みが度々行われてきた。この場合には、広帯域のスペクトルが発生させられ、このスペクトルの2次ローブが送信時に抑制されなければならない、従って信号の歪みを引き起こした。周期 T を有する方形信号の場合には、多数の2次ローブを有するスペクトルが得られる。その主ローブは $1/T$ の幅を有する。この特許の図り部分では、本出願人はこの信号の歪みを「自己歪み」と呼ぶことだろう。

情報

本発明による装置は、送信されるべき情報要素(記号と呼ばれることも多い)のための長い送信期間を使用することによって、前記信号の自己歪みを減少又は除去するという新規性の特徴を与える。高スループットを得るために、複数の情報要素が、直交チャネルを使用することによって同時送信される。1つの情報要素は、例えば、6ビットで構成される1つのデジタル語である。送信チャネル当たり1つの情報要素が送信されることが有利である。この送信チャネルの受信端における直交性が、個々のチャネルに属する情報の分離を可能にする。個々のチャネルの受信端における直交性は、厳密に正しく間隔 $1/T$ を成した複数の送信周波数の選択の結果であり、前記 T は自然数であり、前記 T は有効送信期間の周期である。このタイプの送信は、個々のチャネルの分離を得るために、受信端における同期サンプリングを前提としている。

本発明の主題は、主として、複数の周波数を同時に使用する電波の伝送のための方法である。この方法は、周期 $T + \Delta T$ の間にデジタル語を送信する連続ステップを含み、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離され、前記 T が有効送信期間であり、前記 ΔT が遅移期間であることを特徴とする。

本発明の主題は、 $\Delta T > 1$ であることを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、様々な周波数に対応する直交チャネルを与えるために、周期 T の有効送信期間の間に信号のサンプリングを受信端において行うことを可能にする同期信号が送信されることを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、 ΔT に比べて T が大きいことを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、使用される第1の周波数 f_0 が $1/T$ に等しく、前記 T が正の整数又はゼロであることを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、遅移期間の間は送信が中断されることを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、

— 周期 T の有効送信期間の間のパターンを決定するためのステップと、

— 前記周期 T の送信期間のパターンの送信と、周期 ΔT の遅移期間の間の前記パターン送信の中断のない連続とのステップとを

めの実現を有することを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記逆フーリエ変換の計算のための装置が高速フーリエ変換(FFT)の計算のためのディジタル回路であることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記送信チャネルの1つが、ゼロ周波数搬送波を中心とさせられることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記変調装置が中間周波数において作動することを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記変調装置が搬送波変調のためのディジタル装置であることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、振幅 A 及び ϕ 又は位相 ϕ に関する校正信号を少なくとも幾つかの使用周波数上において発生させる手段を有することを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記送信機がディジタルデータの送信機であることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記送信機がテレビ送信送信機であることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記送信機が無線送信送信機であることを特徴とする送信機でもある。

含むことを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、周期 T の有効送信期間の各々の間に1つのディジタル語が各周波数上において送信されることを特徴とする前記方法でもある。

本発明の主題は、周期 T の有効送信期間の各々の間において、1つの対「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」が各々の周波数上において送信され、前記対が、送信されるべき情報と一対一の等価関係にあることを特徴とする前記方法でもある。

更に本発明の主題は、前記方法の実行を可能にすることを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、周期 T の有効送信期間の各々の間に1つのディジタル語を各々の使用周波数上において送信することを可能にする変調装置を有することを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記変調装置が M 個の変調器を有し、前記 M が使用周波数の数であり、前記 M 個の変調器の出力が1つの合計装置の出力に接続されていることを特徴とする送信機でもある。本発明の主題は、前記合計装置が1つの対称配分トリプを有することを特徴とする送信機でもある。

本発明の主題は、前記変調装置が逆フーリエ変換の計算のた

めの実現を有することを特徴とする送信機でもある。本発明の主題は、信号と同期したサンプリングのための手段を有する受信機であって、この受信機は、複数の周波数上において周期 $T + \Delta T$ の間に送信される記号を使用する変調搬送波を復調するための手段を有し、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離されており、前記 T が有効送信期間であり、前記 ΔT が遅移期間であり、さらに受信機が、受信信号と送波受信機とを同期化することを確保する1つのサーボ制御装置を有することを特徴とする。

本発明の主題は、少なくとも一部分の信号の平均出力を検出するための装置によって制御される1つの自動利得制御装置(AGC)を有することを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」の対をディジタル語に変換するための、前記対の復号手段を有することを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、高速フーリエ変換(FFT)の計算のための手段を少なくとも1つ有することを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、前記校正信号から基準位相及び ϕ 又は基準振幅を供給することが可能な1つのテスト装置を有することを

特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、送信機から生じる信号中の擾乱を補償するための1つの等化装置を有することを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、複数のチャネルを直交化するための、周期 ΔT の遅延期間を使用する再直交化手段を有することを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、前記受信機が無線電話の受信機であることを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、前記受信機がテレビ送信の受信機であることを特徴とする受信機でもある。

本発明の主題は、その実施例が電磁波であることを特徴とする方法でもある。

本発明の主題は、1個の直交チャネルの分離ステップが、信号の高速フーリエ変換(FFT)計算のためのステップを含むことを特徴とする方法でもある。

本発明の主題は、1個のチャネルで受信される信号からテレビ信号を復元するためのステップを含むことを特徴とする方法でもある。

実施例の説明図である。

- 図11は、図11の送信機の細部の1つの実施例の説明図である。

- 図12は、本発明による送信機の細部の第1の実施例の説明図である。

- 図13は、本発明による送信機の細部の第2の実施例の説明図である。

- 図14は、図13に図解された装置の細部の第1の実施例の説明図である。

- 図15は、図13に図解された装置の細部の第2の実施例の説明図である。

- 図16は、有効送信期間 T と所与の使用チャネル数との場合における、コーディング状態数の関数として得られる情報スループットを示すグラフである。

- 図17は、送信機-受信機の同期の1つのアナログ実施例を示すグラフである。

- 図18は、本発明による送信機の細部の第3の実施例の説明図である。

- 図19は、本発明による受信機の1つの実施例の説明図であ

本発明は、非限定的な実施例として示される以下の説明と添付図面とによって、より良く理解されるだろう。

- 図1は、スペクトル拡張現象を図解する図である。

- 図2は、搬送波周波数の送信を示す図である。

- 図3は、本発明による装置の作動原理を説明する図である。

- 図4は、本発明による装置の作動原理を説明する図である。

- 図5は、本発明による装置の作動原理を説明する図である。

- 図6は、周期又は送信期間の遅延を説明する時間チャート図である。

- 図7は、本発明による装置において実行可能な符号化の一例を説明する図である。

- 図8は、本発明による送信機の一般図である。

- 図9は、本発明による送信機の第1の実施例の説明図である。

- 図10は、本発明による送信機の第2の実施例の説明図である。

- 図11は、本発明による送信機の第3の実施例の説明図である。

- 図12は、図9、図10、又は図11の送信機の細部の1つの実

施例である。

- 図13は、本発明によるテレビ受信機の1つの実施例の説明図である。

- 図14は、本発明による装置において実行可能な等化の1つの実施例の説明図である。

- 図15は、本発明による装置において実行可能なアーキテクチャの説明図である。

- 図16は、本発明による受信機の細部の1つの実施例の説明図である。

- 図17は、送信機-受信機の同期の1つのアナログ実施例を示すグラフである。

- 図18は、本発明による装置において実行可能な装置の1つの実施例の説明図である。

- 図19は、有効送信期間 T と所与の使用チャネル数との場合における、コーディング状態数の関数として得られる情報スループットを示すグラフである。

図1から図19では、同一の照合番号が同一の要素を示すために使用されている。

図1では、受信機における、限定された周期 T の時間期間の

間に送信される定振幅波のスペクトルの振幅 A を表す曲線 1 が示されている。曲線 1 は $1/1$ の形を有する。

周波数においては、主ローブの他に、中心周波数 f_0 から離れるにつれて漸減し続ける2次ローブが送信される。振幅 A は、周波数 f_0 に関して対称な2つの点 11 、 51 においてゼロを通過する。ゼロ振幅の通過点は、各々規則的に $1/T$ を置いて分布する。

前記スペクトルの拡張は、主に送信パルスの周期に応じて決まる。送信パルスの周期が短い送信は、より大きな周波数拡張を引き起こす。公知のタイプの装置では、送信に割り当てられた限定された通過帯域を有するスペクトルの拡張は、信号のパルス応答の周期を長くする。従って、パルス相互間の干渉（「記号間干渉 (inter-symbol interference)」）を生じさせる。従って分離可能な情報の量が限定される。

図1には、時間 t から開始する完全シメソイドの周波数の送信に相当する曲線が示される。信号 1 が、例えば搬送波に相当することが可能である。曲線 1 は、時間の関数としての振幅を示す。

図1の曲線 1 は、受信機によって受信される波 1 の、時間の

関数としての振幅を示す。受信機が送信機に対して固定されている限りは、受信波 1 は送信波 1 と同一の周波数を有する。しかし振幅と位相が変化している。図2では、受信の開始が融合記号 11 で示される。時間 11 は時間 11 よりも遅く、この差は送信機と受信機との間の波の伝達時間に相当する。時間 11 の後では、信号 1 は信号 1 と同一の形を有する。時間 11 と時間 11 との間には、様々な擾乱を伴った信号の発生が認められる。時間 11 と時間 11 との間の時間期間内の擾乱は、主として、送信装置と受信装置によって引き起こされる歪みと、多重エコーに起因する擾乱と、送信機の通過帯域の制限との結果である。信号 1 の周波数と信号 1 の周波数とが一定に保たれる限りは、その振幅と位相の校正を行うことによって、送信情報を受信機において復元することが可能である。例えば送信機に対して相対的に受信機が移動することによるドップラー効果に基づく周波数変動のような、ある種の周波数変動は、適切な校正によって補正されることが可能だろう。

校正を行うためには、例えば送信機と受信機との間に生じる全ての事象が、記号の周期 T よりも遙かに大きな周期に亘って安定した周波数応答を有する一種のフィルタであると見なされ

る。公知のタイプの信号送信では、前記フィルタの周波数応答を確定することが可能である。例えば、逆の周波数応答を加えることによって、受信機における送信信号の再現が行われる。

図3では、本発明による装置の作動原理を図解する図が示される。図3では、周波数 f_0 を中心とする第1の曲線 11 と、周波数 $f_0 + 1/T$ を中心とする第2の曲線 12 とが示され、前記 T は有効送信期間の周期である。曲線 11 の振幅 A は点 51 、 53 においてゼロを通過する。

曲線 12 の振幅 A は点 52 、 54 でゼロを通過する。

点 52 は、曲線 11 の最大振幅と曲線 12 のゼロ振幅とに対応する。周波数 f_0 におけるスペクトルの点 11 は、曲線 12 に相当する信号によって覆乱されることはない。

同様に点 53 は、曲線 12 の最大振幅と曲線 11 のゼロ振幅とに対応する。点 53 では、周波数 $f_0 + 1/T$ において信号が曲線 12 にだけ属している。周波数 f_0 と周波数 $f_0 + 1/T$ とにおけるスペクトルをサンプリングすることによって、曲線 11 と 12 とに相当する周波数の完全な分離が行われる。周波数 f_0 と周波数 $f_0 + 1/T$ との各々において、振幅、位相、又は、振幅/位相状態を独立的に使用することが、容易に可能である。これら2

つの符号化は受信機においては完全に独立しており且つ分離可能であり、複数のチャネル間に全情報スループットを分配することが可能である。

公知のタイプの装置では、送信情報スループットを増大させるために、パルスの周期及び/又は情報の各要素項目の送信のために割り当てられる時間は、減少させられた（又は、使用可能な記号の数が増加された）。

これとは対照的に、所与の情報スループットに関する本発明による装置では、送信されるべきスループットが複数のチャネル間に配分されることが可能である限り、パルスの周期 T 及び/又は1つの情報要素項目に対応する有効送信期間の周期 T を増加させることが可能である。各々の周波数に対応する要素スループットの合計を行うことによって、全スループットが得られる。有効送信期間の周期 T を増加させることによって、スペクトルの拡張と信号の自己歪みとが減少せられる。従って図4に図解されるように、多数の搬送波 $11 \sim 1N$ を使用することが可能である。 N 個の周波数 $11 \sim 1N$ の使用は、通過帯域 B を非常に多くの搬送波で満たすことを可能にする。図3の場合には、連続する曲線が、 $1/T$ 毎に周波数において分離される。従って、

各チャネルのスペクトルにおける極大点が、他の全てのチャネルのスペクトルのゼロ振幅の通過点に一致する。

図4では、曲線11が、点11(1)に相当する周波数において極大点を通過し、点11(1+1)に相当する周波数においてゼロ振幅を通過する。図4では図を分かり易くするために、曲線11の2次ローブだけが示されている。

個々の搬送周波数に対応する各々の送信チャネルが、各々に他のチャネルに対して別個の情報項目を送送する。その全スループットは、 M 個のチャネルのスループットの合計に等しい。

チャネル数の増加は、スループットを減少させることなく有効送信期間の周期 T を増大させる。

これとは対照的にチャネル数の増加は、その送信端と受信端とに、より大型の又はより高性能なハードウェアを必要とする。

本発明の装置の適正な作動のためには、信号の有効部分が受信端において安定であることが不可欠である。これを實現するために、受信端においては、その間において信号が定常でない可能性がある周期 ΔT の時間期間が排除される。この時間は主として、送信機及び受信機のパルス応答と、多重経路とに対応

する。本発明の残りの部分では、その間において信号が定常でない可能性がある時間期間が、周期 ΔT の遷移期間と呼ばれ、信号の定常部分が受信端によって利用され、この定常的部分が周期 T の有効期間と呼ばれる。信号が周期 $T + \Delta T$ の送信期間の間を送信されることが有利である。従って、各チャネルのスペクトルは $1/T$ の間隔で均等に区分されているが、これらのスペクトルは、 $1/(T + \Delta T)$ に等しい主ローブ幅を有する。受信端では、周期 T の有効期間だけが使用され、従ってこれは図4のスペクトルの値元を可能にする。図11には、使用可能な状態の数(即ち、送信可能な異なる記号の数)の函数として、 M ビット/秒におけるスループットの非限定的な例が示される。

更に符号化のビット数が振幅値として示されている。例えば、4ビットにおける符号化は、 $2^4 = 16$ つの異なる状態を与える。これらの曲線は、周期 $\Delta T = 1 \mu s$ の同一な遷移期間の場合に圖して示される。

第1の曲線は、 $M = 16$ 及び $T + \Delta T = 16 \mu s$ の場合に得られるスループットを示す。

第2の曲線は、 $M = 128$ 及び $T + \Delta T = 21 \mu s$ の場合に得られるスループットを示す。

第3の曲線は、 $M = 256$ 及び $T + \Delta T = 40 \mu s$ の場合に得られるスループットを示す。

第4の曲線は、 $M = 512$ 及び $T + \Delta T = 71 \mu s$ の場合に得られるスループットを示す。

図11に示されていないが、一定の遷移期間の場合には、信号の有効部分を増加させることが、スループットを制限する飽和現象を引き起こす。図11の曲線は、1111の通過帯域 B に対応する。

特に使用可能な通過帯域と運用条件と伝搬条件とに従って、当業者は、チャネル数 M と有効送信期間 T との間の理想的な両立を求めるだろう。

そのスループットは、有効送信期間の周期 T に比べると非常に小さい周期 ΔT の遷移期間を使用することによって、一定の限界まで増加させられることが可能である。

送信端において各チャネルの変調を行うために逆高速フーリエ変換(FFT⁻¹)を使用し、且つ受信端においては復調を行うために高速フーリエ変換(FFT)を使用することが有利である。高速フーリエ変換アルゴリズムの使用は、2の累乗に等しい数のサンプルに対する計算を行うことを必要とする。テレビ送信の

場合には、例えば256、512、1024、又は2048個のチャネルが使用される。しかし、各々のチャネルが各々に1つの情報項目を送信する必要はない。

受信端においては、各々の有効送信期間 T 毎に、周波数11~18の各々に対応する位相と振幅とが測定されることが有利である。同期サンプリングが、信号から情報項目を抽出するために使用される。

情報項目を表わす振幅は、周期 T 又は $T + \Delta T$ の送信期間の周期全体に亘って一定であり、情報項目を表わす位相は、位相基準に対する位相移動に相当する。

本発明送信機によって送信される波の受信に使用される受信機は、本特許出願と同時に本出願人によって出願され且つ本特許出願番号に換換する番号を有するフランス特許出願の中で説明されている。

大きな情報スループットを得るためには、近接した位相と振幅とを識別することと、各チャネル毎に位相及び振幅の基準を使用することとが可能であることが必要である。振幅と位相とに関するこの基準は、送信機から受信機に向けて周期的に送信される基準信号によって与えられることが有利である。基準信

号の反復の周波数は、伝播条件と局部発振器との安定性に応じて決まる。

本発明による装置の第1の実形例では、位相及び振幅の基準信号は、周期 T 又は $T/4$ の時間期間の全ての周波数 $f_1 \sim f_N$ において周期的に送信される。しかし校正信号の頻繁な送信は、有効送信情報のスループットを減少させるということが留意される必要がある。

本発明による装置の有利な変形例では、少数の校正信号だけが周期的に送信されるにすぎない。有利にはこれらの信号が周波数 $f_1 \sim f_N$ に対して配分され、その他の周波数の係数が、例えば補間法による計算によって決定される。

更に一般的には、校正信号が、時間的に及び／又は個々のチャネルに対して配分されることが可能である。

例えば、テスト信号が周期的に送信されることが可能であり、各々の送信が別々のチャネル上で行われることが可能である。例えば、前記テストに割り当てられたチャネルの円周列が行われる。例えば、時間による及び／又は周波数に基づく補間法によって、送信媒体のパルス応答が全てのチャネルに関して推定される。各チャネルに加えられる振幅及び位相の補正のマトリ

ックスが、このようにして推定される。

例えば大気条件における変動（更にはその局所的な変動）に起因するような、送信媒体のパルス応答の変動を、校正によって補償することが非常に重要である。

こうした媒体のパルス応答が、例えば、行われるべき補正のフーリエ変換を計算することによって決定される。

1つの実施例では、8レベルにおける1つのチャネルが、全チャネル $f_1 \sim f_N$ の振幅 A と位相との校正に使用される。そうしたタイプの装置では、周期 T の有効送信期間の各々において校正を行うか、又は前述の実施例の場合のように、校正のためだけに特定の送信期間を使用することが可能である。安定したタイムベースを使用することによって同期が維持される。

校正に使用されるチャネル数及び／又は周波数は、補正可能であることが望まれるエラーと、情報送信に悪影響を与える恐れのある擾乱とに基づいて決定される。例えば無線電話又は航空機間の通信の場合のような、送信機同士が相互的に移動する場合のトップラジエーションによる周波数移動を補償するためには、こうした校正はより頻密に行われなければならないだろう。

第1のチャネルと最後のチャネルは、特に送信機のフィルタ

と受信機のフィルタとによって擾乱される可能性がある。図5に示されるように、第1のチャネルと最後のチャネルとが情報送信に使用されないことが有利である。例えば、第1のチャネルと最後のチャネルとによつては何も送信されず、又は、第2のチャネルの送信が第1のチャネル上で反復され、最後から2番目のチャネルの送信が最後のチャネル上で反復される。

図6では、連続した送信期間 1 の連続の様々な例が示される。

図6には有効送信期間 1 が示されている。各々の有効送信期間 1 の間には、送信出力の低減をもたらすことのない遷移期間 2 が位置する。例えば、対応する有効送信期間の最後に送信される信号は、遷移期間 2 の中で送信される。送信出力の低減がないということは、送信機の増幅器を最も有効に使用することを可能にする。

図7では、遷移期間によって区分されることがない一連の有効送信期間 1 が示される。この事例は最大情報スループットに相当する。これは擾乱が生じた場合に送信の信頼性が劣るという欠点を有する。この変形例は、例えばケーブル送信に使用されるだろう。

図8では、遷移期間 2 によって区分された一連の有効送信期間

間 1 が示され、この遷移期間 2 の間では、変調波の送信が中断される。従つてエネルギー節約が得られる。

送信期間 1 のタイプと周期との選択は、使用されるハードウェアと、望まれる送信及び受信条件とによって決まる。例えば大きな多重エコーが予想される場合には、より長い遷移期間を使用することが好ましいだろう。遷移期間 2 の長さは、例えば、適正な受信を得ることを確実にすることが望まれるより劣悪な条件から決定される。例えば、100nsの最大距離から到達する多重エコーを取り除くことが可能であることが望ましい場合には、（例えば電磁的な）即記エコーの伝播時間に相当し且つ恐らくは例えば $1 \mu s$ といった前記エコーのパルス応答の減衰に相当する時間の遷移期間 2 が使用される。

図7では、本発明による装置で実行されることが可能な情報符号化の一例が示される。このタイプの符号化は、特許出願

FI 16 13377号、FI 16 13378号、FI 16 13379号、

FI 16 13380号、FI 16 13381号、FI 16 13382号、

FI 16 13383号において説明されている。このタイプの符号化では、複素平面内の振幅と位相が、各々のディジタル路と関連付けられる。この「振幅、位相」の対は、信号の振幅部及び位

数部と同等である。図解された例では、前記「振幅、位相」の対14は、同心円150、160、170、180の上に規則正しく分布させられる。図7に図解された例では、5ビットによる符号化に相当する、12個の様々な値が使用される。例えば2、3、4、6、又は、7以上の様々な数のビットによる符号化は、本発明の範囲から逸脱するものではないということが理解されなければならない。同一のデジタル部に相当する点13を中心とする円形13の寸法は、一定の不精確性を許容することが可能である。円形13の直径が大きければ大きいほど、エラー率が低くなるだろうが、しかし異なった値を有することはより困難になるだろう。図7に図解された例では、円150、160、170、180は、各々に $\sqrt{1/2}$ 、1、 $\sqrt{1}$ 、1である直径 ρ_1 、 ρ_2 、 ρ_3 、 ρ_4 を有し、送信機の出力は1に正規化される。図7の例では、受信端におけるエラー発生の可能性を低減させるために、円形13が最大限度まで拡大される。従って連続的な円の各々の上においては、点14が先行の円の点14の二等分線の上に位置させられる。図7の配置は非随機的な例として示されているにすぎないことが理解されなければならない。例えば、長方形上の又は（例えば対数の又はアルキメデスの螺旋線のような）螺旋線の

のコンピュータが使用される。例えばこのコンピュータは、許容されるエラー率を上回ることなく遷移期間の周期 Δt を減少させることが可能である時に、遷移期間の周期 Δt を減少させる。1つの変形例では、前記コンピュータは、複数の使用可能な送信手段の中から1つの送信手段を選択する。

図8では、本発明による送信機の1つの実施例の一般図が示される。この送信機は、1つの符号化装置10と1つの変調装置11とを有する。

前記符号化装置10は、送信されるべき情報を情報源13から受け取る。この情報源は、例えば、テレビカメラ、マイクロホン、ビデオレコーダ、テープレコーダ、テレビコントロールルーム、コンピュータ、電話交換機、データ収集装置、無線電話、電話であり、更にはレーダ、ソーナ及び／又はセンサと組み合わされた情報源であることが可能である。本発明による送信機は、情報源13と符号化装置10との間に、望ましい修飾が行われることを可能にする情報処理のための装置110を有することが有利である。例えば、この情報処理装置は、例えば冗長な情報を排除することによって情報スループットを減少させる公知タイプの装置を含む。装置110は、送信されるべき情報項目を含み且

線上の点14の分布は、本発明の範囲から逸脱しない。円周に他の何れのタイプの符号化も使用可能であり、符号化のタイプは、送信されるべき情報のスループットと情報項目の性質とによって決まる。符号化は、その望ましい適用に応じて、アナログであってもデジタルであってもよい。

本発明による装置では、伝送媒体のパルス応答の解析を行うことが可能である。その適用に従って、実時間解析又は遅延解析 (11111111 11111111) を使用することが可能である。

この解析は、例えばローカル計算機もしくはローカル電話網において、又は指向性無線リンクにおいて、局所的な条件に送信標準を適合させることを可能にする。

例えばローカルネットワークにおいては、そのネットワークの各々の再構成において解析を行うことが可能である。ケーブル内での反射を排除するためには、（合計周期 Δt の）遷移期間の各部分が、これらの反射が最大である瞬間に配置されることが可能である。

指向性無線リンクでは、媒体のパルス応答の実時間解析を行うために、及び媒体の擾乱によって許容される最大限ののスループットを得るように送信を適合化させるために、例えば1つ

つその時間的積分がホワイトノイズに相当する信号を与える、公知タイプの信号をスクランブルするための装置を有することが有利である。一方では本発明による装置が大きな情報スループットの送信を可能にし、他方では様々なタイプの情報を同時に又は時分割多重方式で送信することが可能である場合は、複数の情報源13を前記符号化装置10と同時に接続することが可能である。符号化装置10は、最善の性能を得るために又は確立された送信標準に適合するために符号化を行う。処理された情報の項目が、符号化装置10から変調装置11へ送信される。変調装置11は、例えば図4に示されるように複数の搬送波の同時変調を可能にする。変調装置11によって変調される信号は、増幅器17によって増幅され、例えばアンテナ18によって送信されるか、又はケーブル119の中に送り込まれる。必要に応じて、高周波数搬送波の変調が送信の前に行われる。

N個の独立したチャネルが送信される場合は、様々なチャネルの別々の増幅を行うことが可能である。

図9には、変調装置10と合計装置11との間に配置された複数の増幅器17を有する、本発明による送信機の1つの実施例が示されている。各々の増幅器17が、各々1つのチャネルに対応す

ることが有利である。しかし複数の増幅器11を各チャネルに割り当てること、又はこれとは対照的に、複数のチャネルに対し単一の増幅器を使用するために、変調装置10からの出力において複数のチャネルの部分合計を行うことが本発明の範囲から逸脱することなしに可能である。

複数の増幅器11の使用には、特にトランジスタ増幅器が適している。実際では望ましい出力を得るために、複数のトランジスタ使用モジュールによって供給される出力の合計を使用することが知られている。

図10には、本発明による送信機の第1の実施例が示されている。図10に示される実施例では、送信されるべき信号がテレビカメラ11、マイクロホン12、及び／又は、他の情報源13によって供給される。情報源11、12、及び／又は13は、情報処理装置100に接続されている。符号化装置14は、1つの複合デジタル／信号変換装置に接続されている1つの波形成形回路を有する。変調装置15は、合計装置16に接続された、照合記号11〜13で示される一組の1個の変調器を有する。信号合計装置16は、例えば、1つの対称配分トリー110を有する。変調装置16は増幅装置17に接続され、増幅装置17は送信アンテナ18及び／又は

放送ケーブル19に接続されている。増幅装置17は、送信標準を満たすために必要な複数の周波数上昇量を備えることが可能である。

波形成形装置14が、情報源11〜13から来る信号を望ましい波形状に整形する。例えば整形装置14は、様々な情報源の多重化を行い且つ連続した波を供給する。整形装置14は、複数のサンプリング回路と、複数のA/D変換回路と、及び／又は、複数のマルチプレクサとを含む。デジタル装置の場合には、整形装置14の計算能力は、主として望ましい情報スループットによって決まる。例えば、複数の言語における高忠実度ステレオ音声とデジタル情報とを伴った高品位デジタルテレビ送信は、例えば、ステレオ音声無線電話送信よりも遥かに高いスループットを必要とするだろうし、又は無線電話送信よりも更に遥かに高いスループットを必要とするだろう。

例えば図7に示されるような「振幅、位相」対、又は信号からの「実数部、虚数部」対が送信されることが有利である。デジタル変換複合信号のための装置15は、整形装置14から供給されるデジタル路から、信号からの「実数部、虚数部」対又は「振幅、位相」対を発生させ、それらを個々の変調装置11〜

13の間に配分する。合計装置16は、送信に必要な周波数11〜13を有する合成信号を、前記増幅装置17の入力に供給する。周波数11〜13は変調周波数である。従って変調装置16の段階において、又は増幅装置17の段階において、送信周波数を上昇させることが可能である。例えば高周波数搬送波上を搬送される合成信号は、アンテナ18によって送信されるか、又はケーブル19の中に送り込まれる。

図11では、本発明による送信機の第2の実施例が示される。図11の装置は、変換装置15の出力と増幅器17の入力との間に、直列に接続された信号の再配列のための装置11と、逆フーリエ変換の計算のための装置111と、信号のシリアル化のための装置112と、搬送信号発生のための装置113とを有する。送信されるべき合成信号の変調は、逆フーリエ変換を計算することによって得られることが可能である。

離散逆フーリエ変換を計算することが可能なコンピュータ110が使用されることが有利である。

逆高速フーリエ変換(FFT⁻¹)計算回路が使用されることが有利である。逆高速フーリエ変換アルゴリズムの使用は、チャネ

ル数11が2の結果であることを必要とする。しかし、チャネル全てが情報を搬送する必要はない。

前記信号の変調を行うための、離散逆高速フーリエ変換アルゴリズムの使用の可読性が次のように説明される。

11個の周波数 f_0 、 $f_0 + 1/T$ 、 $f_0 + 2/T$ 、 $f_0 + 3/T$ 、 \dots 、 $f_0 + (N-1)/T$ 、 \dots 、 $f_0 + N/T$ を、周期Tの時間期間の間に振幅変調及び／又は位相変調させるとしよう。これらの11個の変調搬送波は、

$$S_k(t) = A_k \exp \{ j (2\pi(f_0 + k/T)t + \phi_k) \}$$

であり、前式中で、

kが、0〜N-1の間の整数であり、

A_kが、順位kの搬送波の振幅であり、

tが、時間であり、

ϕ_k が、順位kの搬送波の位相である。

送信される位相値の基準が時間周期Tの開始時に採られると仮定する。

信号11(1)と11'(1)とは、これらが次の直交性条件を満たす時には、独立しており且つ完全に分離可能である。

$$\forall k \neq k' \int_0^T S_k(t) S_{k'}(t) dt = 0.$$

$$\begin{aligned} \int_0^T S_k(t) S_{k'}(t) dt &= \int_0^T A_k A_{k'} \exp \{ j 2\pi (f_0 + k/T) t + \varphi k \} \\ &\quad \exp \{ j 2\pi (f_0 + k'/T) t + \varphi k' \} dt \\ &= A_k A_{k'} \int_0^T \exp \{ j 2\pi (f_0 + (k+k')/T) t + \varphi k + \varphi k' \} dt \\ &= A_k A_{k'} (\exp \{ j 4\pi f_0 T + \varphi k + \varphi k' \} - \exp \{ j \varphi k \\ &\quad + \varphi k' \}) \end{aligned}$$

従って、 k が整数である時に $(k + k')/T = 2/N$ であるならば、直交性条件が満たされ、このことは、

$$f_0 = 1/1T,$$

周波数 $f_0 = -(N/1+1)T = (1-N)/1T$ をとること、

k が通過帯域である時に、サンプリング周波数 $f_s = N/T = 1$ において信号 $S_k(t)$ のサンプリングを行うことと同等である。

$$\begin{aligned} S_k(n) &= A_k \exp \{ j 2\pi ((2-N)/2T+k/T) n T/N + \varphi k \} \\ &= A_k \exp \{ j 2\pi (n(2-N)/2N+nk/N) + \varphi k \} \end{aligned}$$

変調された信号 S は、次のように記述されることが可能である。

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} S_k(n)$$

ここで、

$$\begin{aligned} Bk' &= Ak' \cdot (N/2-1) & \text{for } k' = 0, \dots, N/2 \\ 0k' &= 0k' \cdot (N/2-1) \\ Bk' &= Ak' \cdot (N/2-1) & \text{for } k' = N/2+1, \dots, N-1 \\ 0k' &= \varphi k' \cdot (N/2-1) \end{aligned}$$

である。

$\{X(n)\}$ は、 $\sum_{k=0}^{N/2-1} \{1 \neq (N/2-1), \dots, N-1 \exp \{ j \varphi (N-1) \}, \dots, \lambda_0 \exp \{ j \varphi 0 \}, \dots, \lambda_{(N/1)-1} \exp \{ j \varphi (N/1-2) \}$ の離散逆フーリエ変換 ($IDFT^{-1}$) である。

同様に、受信端では、離散フーリエ変換 (DFT) を行うことによって信号の復調を行うことが可能である。

本発明は、信号の変調を行うための逆フーリエ変換の使用に限定されない。周波数変換を時間変換に置換する他のアルゴリズムが実行可能である。

シリアル化装置 101 が、信号発生装置 102 に一連のデジタル値を供給することが有利である。このシリアル化装置 101 は、遅延期間を発生させるように、特定のデジタル値を反復することが有利である。遅延期間の遅延期間の間に、前記遅延期間の後に続く遅延期間の有効遅延期間の最後部分が再送信されることが有利である。

$$= \sum_{k=0}^{N/2-1} A_k \exp \{ j 2\pi (n(2-N)/2N + nk/N) + \varphi k \}$$

$$= \sum_{k=0}^{N/2-1} A_k \exp \{ j 2\pi (n(2-N) + 2k)/2N + \varphi k \} \cdot \sum_{k'=N/2}^{N-1} A_{k'} \exp \{ j 2\pi (n(2-N) + 2k')/2N + \varphi k' \}$$

$$(2\pi (n(2-N) + 2k)/2N + \varphi k)$$

k が $0 \sim (N/2)-1$ の間であり、即ち、 k' が $(N/2)+1 \sim N-1$ の間である場合に、 $k' = k + (N/2)+1$ とし、及び、 k が $(N/2)-1 \sim N-1$ であり、即ち、 k' が $0 \sim N/2$ の間にある場合に、 $k' = k - (N/2)+1$ とする。

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} (A_k' \cdot (N/2-1) \exp \{ j 2\pi (n(2-N) + 2k)/2N + \varphi k' \cdot (N/2-1) \})$$

$$+ \sum_{k'=N/2}^{N-1} (A_{k'}' \cdot (N/2-1) \exp \{ j 2\pi (n(2-N) + 2k')/2N + \varphi k' \cdot (N/2-1) \})$$

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} (A_k' \cdot (N/2-1) \exp \{ j 2\pi (n(k'-N)/N) + \varphi k' \cdot (N/2-1) \})$$

$$+ \sum_{k'=0}^{N/2} (A_{k'}' \cdot (N/2-1) \exp \{ j 2\pi (nk'/N) + \varphi k' \cdot (N/2-1) \})$$

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} (B_k' \exp \{ j \varphi k' \} \exp \{ j 2\pi nk'/N \})$$

図 11 に図解される信号に対応する変形例では、シリアル化装置 101 は遅延期間の遅延期間 ΔT の間に「1」を供給する。

このシリアル化装置は、記憶手段とマルチプレクサとを有する。

例えば複数のフーリエ変換計算装置を使用するホモダイン信号の発生のような、信号発生の際の変形例は本発明の範囲から逸脱しないということが理解されなければならない。

図 12 では、デジタル語を複合信号に変換するための装置 111 の 1 つの実施例が示される。装置 111 は、永久記憶能力を有する装置の中に格納された 2 つの変換表 112 を有する。例えば、読出し専用記憶装置、プログラム可能な読出し専用記憶装置、消去可能なプログラム可能読出し専用記憶装置、電気的に消去可能なプログラム可能読出し専用記憶装置、又は、セーフガード付きランダムアクセス記憶装置 (ROM、PROM、EPROM、EEPROM、又は RAM) タイプの永久記憶装置が使用されている。変換されるべきデジタル語は、前記表 112 内のアドレスに対応し、振幅値又は信号の真数部分が、第 1 の表 112 内のこのアドレスに格納され、位相値又は信号の虚数部分が第 2 の表に格納されている。

前記 2 つの表が必ずしも 2 つのメモリボックスに相当しなく

てもよいということが理解されるべきである。例えば、使用される記憶回路の望ましい分解能と容量とに応じて、十分に大きい記憶容量を有する単一のメモリボックスを使用することが可能であり、又は2つ以上のメモリボックスが使用されることが可能である。

図13では、再配列装置18が示されている。この再配列装置18は、記憶能力を有する装置111と、マルチプレクサ182と、シーケンサ184とを有する。記憶能力を有する装置111は、マルチプレクサ182に接続されている。シーケンサ184は、制御ライン185を經由して記憶能力を有する装置111に接続され、制御ライン185を經由してマルチプレクサ182に接続されている。再配列装置18は、処理されるべきデータを計算装置180に適合した形式にすることを可能にする。データの再配列は、特に、例えば高速フーリエ変換の計算のために使用される回路に関するモデルに応じて決定される。シーケンサ184は、図13には示されていない計算回路によって処理されるべきデジタル語及び／又はデジタル語内ビットの順序を再配列することを可能にする。シーケンサ184は、ライン185を經由して、記憶能力を有する装置111にアドレスと制御信号とを供給する。シーケ

ンサ184は、ライン185によってマルチプレクサ182に制御信号を供給し、マルチプレクサ182の様々な位置間のスイッチングを可能にする。マルチプレクサ182は、例えば、2つのメモリバンクと1つのゼロ発生器187との間の選択を可能にする3位置マルチプレクサである。ゼロ発生器187は、例えば逆フーリエ変換によって、信号発生のために必要なゼロを発生させることを可能にする。

逆フーリエ変換の発生のために必要なゼロは、記憶能力を有する装置111内に格納されている。これらのゼロは、マルチプレクサ182に接続された、記憶能力を有する装置111の特別な接続部から、又はシーケンサ184によって行われる記憶能力を有する装置111のアドレス指定によって送信される。

必要に応じて再配列装置18は、例えば離散フーリエ変換の計算回路の入力信号に、その装置18の出力信号を適合させることを可能にするインターフェース183を有する。

図14では、図11の記憶能力を有する装置111の1つの実施例が示される。図14に示される実施例では、記憶能力を有する装置111は、4つのメモリバンク1811、1812、1813、1814を有する。各々のメモリバンクは、例えばシーケンサ184から送出し

／書込み命令1818を受け取る。例えば1811、1812のような2つのメモリバンクが、読出しモードにあり、これと同時に、例えば1813、1814のような2つのメモリバンクが書込みモードにある。従って到着する信号が、これらの信号の再読出しのために必要な順序で、1つのメモリバンクの中に書込まれることが可能である。第2のメモリバンクの同時再読出しが、前記計算回路に対して必要なデジタルデータを供給することを可能にする。

図17では、記憶能力を有する装置111の第2の実施例が示される。図17の記憶能力を有する装置111は、2つのメモリバンク1811、1812だけを有する。この場合には、シーケンサ184は、1つのダイレクトメモリアクセス(DMA)シーケンサである。従ってこれらの2つのメモリバンクは、データの同時読出し／書込みを可能にする。

図16と図17の場合には、直交位相データの正弦成分1と正弦成分2とが同時に供給される。

本発明による装置では、様々な周波数における信号の変調を使用することが可能である。例えば高周波数電圧波を使用する場合には、図15に示されるように、直接的に送信搬送波にお

いて信号を変調することが、即ち送信周波数において信号を変調することが可能であり、また図14に示されるように、中間周波数において変調を行うことが可能であり、又は基座周波数上における変調を行うことが可能である。

基座帯域上における変調は、必然的に1と2とに隣して行われる。これとは対照的に、中間周波数において又は送信搬送波上においては、図20に図解されるように変調が実際の信号から行われることが可能である。

図18の装置は、AD変換器2211と、低域フィルタ2201と、混合器2202と、フィルタ2222と、混合器2204と、フィルタ2205とを有し、これらは直列に接続されている。混合器2202と2204の第2の入力は、図24には図解されていない複数の局部発振器に接続されている。

図14では、送信されるべき信号の発生のための装置102の第2の実施例が示される。

装置102は、第1の混合器2201と第2の混合器2202とを有し、これらの混合器は両方とも1つの合計装置2203に接続されている。合計装置2203の出力は第3の混合器2204の第1の入力に接続される。

混合器3217の第2の入力は、中間周波数を発生させる局部発振器3205の出力に接続されている。混合器3211の第2の入力は、 $\pi/2$ の位相シフトを含む装置3208を経由して、局部発振器3205の出力に接続されている。従って、直交位相成分IとQの周波数が上昇せられ、信号が合計装置3213によって復元される。

混合器3214の第2の入力が局部発振器3206に接続され、この局部発振器3206の振動周波数は局部発振器3205の振動周波数よりも高い。

これら2つの発振器3205と3206は、図示されていない単一のタイムベースによって同期化されることが有利である。局部発振器3205と3206は、受信端において信頼性のある構成を可能にするのに十分なだけ安定している。

タイムベースは、信号をサンプリングするための装置と同期化されていることが有利である。

1つの変形例では、装置301はデジタル装置である。

図14に図解される変形例では、装置302はアナログ装置であり、従って装置302は、その入力端にAD変換器3211と3212とを有する。変換器3211と3212は、混合器3201と3207の各々の第1の入力に接続されている。低域フィルタ3203と3210の各々は、

図13に図解される実施例では、一組の実用信号3000が1個のチャネル上を通信され、そのスペクトルは實質的に、通過帯域3に等しい周波数幅 f_1 と、帯域3の内側の信号の平均振幅 A_1 に相当する高さ A_1 とを有する長方形である。 A_1 よりも著しく大きい振幅 A_2 を有する2つの周波数 f_A と f_B が通信される。例えば A_2 は A_1 より10dBだけ大きい。従って受信端においては、周波数 f_A と f_B とを知ることで f_1 と f_2 とを分離することが可能である。一方では、周波数 f_A と f_B とを知ることで、他方では、受信端におけるこれらの周波数の差を知ることで、時間基準がそれから抽出されることが可能な周波数基準が得られる。受信端においては、例えば周波数 f_A と f_B とに1つの混合器の中でうなりを生じさせることによって、差 $f_A - f_B$ が得られる。

本発明による装置の1つの実施例では、 f_1 は3MHzに等しく、 f_A は f_B から5MHzだけ分離される。

図21では、本発明の受信器の1つの実施例の説明図が示される。図21に図解される実施例は、受信アンテナ40と、増幅器401と、混合器41と、帯域フィルタ42と、可変利得増幅器404と、混合器417と、低域フィルタ411と、AD変換器4113と、再

AD変換器4211及び4213の出力と、混合器4201及び4207の入力との間に配置されている。フィルタ4201と4210は、AD変換器4211及び4213によって発生される高周波成分を除去することを目的とする。

混合器4201、4207、4204の出力には、これらの混合器の出力に含まれるスペクトルの望ましい部分を選択することを目的とするフィルタ4212、4206、4205が各々に配置される。

図15では、単一の周波数上昇段を有する装置302の1つの変形例が示される。図15の装置302は、第1の混合器3201と第2の混合器3207とを有する。混合器3201と3207との出力は、帯域フィルタ3212と3210を経由して、合計装置3213の入力に接続されている。図15に図解されるアナログ実施例では、混合器3211と3207との第1の入力は、フィルタ3201と3210を経由して、AD変換器3211と3212との出力に接続されている。

本発明による送信機は、受信端において受信機のタイムベースを送信機のタイムベースと正確に同期させることを可能にするコーディング信号を送る。従って、良好な時間分解能及び/又は位相分解能を得ることが可能である。

図13に図解される実施例では、アナログ同期が使用される。

直交化装置413と、復調装置41と、局部発振器404と、自動利得制御装置405と、局部発振器401と、サーボ制御装置41と、解析回路401と、決定回路402と、処理装置45と、信号利用装置46とを有する。

アンテナ40は増幅器401の入力に接続されている。増幅器401の出力は、混合器41の第1の入力に接続されている。混合器41の出力は、帯域フィルタ42の入力に接続されている。帯域フィルタ42の出力は、増幅器404の入力に接続されている。増幅器404の出力は、一方では、混合器417の第1の入力に接続され、他方では、自動利得制御回路405の入力に接続されている。自動利得制御回路405の出力は、増幅器404の利得制御入力に接続されている。混合器417の出力は、低域フィルタ411の入力に接続されている。低域フィルタ411の出力は、AD変換器4113の入力に接続されている。AD変換器4113の出力は、再直交化装置421の入力に接続されている。再直交化装置421の出力は、復調装置41の入力に接続されている。復調装置41の出力は、一方では、解析回路401の入力に接続され、他方では、サーボ制御装置41の入力に接続されている。解析回路401の出力は、判断装置46の入力に接続されている。決定装置402の出力

は、情報処理装置43の入力に接続されている。情報処理装置43の出力は、信号利用装置44の入力に接続されている。サーボ制御装置45の第1の出力は、AD変換器411と、再変換装置412と、復調装置41と、解析回路401と、決定装置402とに接続されている。サーボ制御装置45の第2の出力は、局部発振器401に接続されている。サーボ制御装置45の第3の出力は、局部発振器402に接続されている。

アンテナ40は、送信機から来る高周波信号を受信する。

増幅器401は、アンテナ40によって捕捉された信号を増幅する。局部発振器401によって供給される高周波信号と共にうなりを生じさせることによって、混合器41は受信信号の周波数を低下させる。

この信号はフィルタ42によって抑放される。フィルタ42は、受信されることが求められる信号に対して異質である信号を取り除くことを可能にする。フィルタ42は、表面音響波(SAW)フィルタであることが有利である。

増幅器411は、自動利得回路403の制御の下で、中間周波数信号の増幅を行う。自動利得回路403は、増幅器411の出力において信号を捕らえる。十分に長い時間周期に亘っての積分が、

送信期間の各々に当てはまる。これとは対照的に、この整内の急激な変動は、2つのサンプルがもはや同一の送信期間に属していないことを示す。従って2つのサンプルの差から、送信期間変化の瞬間と、従って送信期間の同期化(パケット同期とも呼ばれる)の瞬間とが規定される。クロストークを引き起こす危険性がある多重エコーから生じる信号は、図4に図解される実施例の場合には除去され、又は、図5に図解される実施例の場合にはコヒーレントなモードで先行のパターンに加えられる。第1の場合には、送信期間の周期 ΔT は、除去されることが望ましい多重エコーの伝搬周期よりも大きいことが有利である。多重エコーの除去は、例えば、周期 ΔT の遅延期間41の間で受信信号を監視することによって行われる。

第2の場合には、遅延期間の間に到着する信号が拾い上げられ、対応する有効送信期間の開始部分に加えられる。この後者の実施例は、復調装置41による先行パターンの処理の前に、この先行パターンの記憶を可能にする遅延手段を必要とする。

復調装置41は、個々のチャネルに属する信号の分離を行う。図に図解される実施例では、その処理はディジタルである。例えば、離散フーリエ変換の計算のための装置が使用される。高

受信の最適化を可能にする増幅器401に対する制御信号の計算のための、信号の振幅の平均値を与える。

混合器411は、局部発振器401によって与えられる信号と増幅器401によって増幅される信号との間のうなりを発生させる。混合器411は低い搬送波レベルで信号を配送する。フィルタ42は、スペクトルの望ましい部分を選択する。

AD変換器411は、信号のディジタルサンプリングを行う。

大きな情報スループットを得ることが可能であるためには、種々のチャネルに属する信号を完全に分離することが非常に重要である。再変換回路412が、チャネル間のクロストークの除去を可能にすることが有利である。こうしたクロストークは、例えば、信号の一部分を遅延させる多重エコーの結果である可能性がある。そうした信号は、特に、後続のパターンの受信の間に受信器に到着する。再変換装置412は、パターン変化検出回路を有する。例えば、それは、周期 T だけ遅延された信号から信号を減算するための手段を有する。周期 $T + \Delta T$ の単一の送信期間の中で2つのサンプルが採取される場合は、これらのサンプルの差は概ね一定である。このことは、最も遅い多重エコーの到着時間によって減少させられる、周期 ΔT の間の送

送フーリエ変換(FFT)の計算のための装置が使用されることが有利である。しかし、例えば周波数混合器列の使用によって $1/T$ だけ分離されるアナログ分離は、本発明の範囲から逸脱しない。

復調された信号は、一方では解析回路401に供給され、他方ではサーボ制御装置45に供給される。

この解析回路401は、送信機から受信した校正信号又はテスト信号に基づいて、受信信号の解析と、受信信号の等化及び校正を行う。

サーボ制御装置45は、受信機の個々の段の間の同期化と、受信機と送信機との間の同期化とを行う。特にサーボ制御装置45は、局部発振器401と402とに対して同期信号を供給し、これらの発振器の随時的に安定した作動を可能にする。更にサーボ制御装置45は、サンプリング周波数を、AD変換器411と、再変換装置412と、復調装置41と、解析回路401と、決定装置402とに供給する。

解析回路401によって正規化された信号は、決定装置402に供給される。

決定回路402は、図7のどの点14が閾値させられるかを、從

って「信号の実数部、信号の虚数部」対又は「振幅、位相」対の何方の対が関与させられるかを決定する。決定装置102は、前記対の各々に1つのディジタル路を関連付ける。

本発明による受信機は、例えば処理装置45のような他の装置を有する。処理装置45は、必要とされる処理を信号に対して行う。例えばテレビ受信機では、処理回路45は、ディジタル信号から画像と音声を復元する。画像圧縮アルゴリズムが送信端において使用される場合は、処理装置45が画像圧縮解除されたアルゴリズムを使用することが有利である。

情報処理装置45は、信号利用装置46に接続されている。信号利用装置46は、受信された信号の利用を可能にする。信号利用装置のタイプは、主に使用されている受信機のタイプによって決定される。例えばテレビ信号送信の場合には、特に陰極線管又はフラットスクリーンとラウドスピーカとが使用されるだろう。電話データの送信の場合には、その信号利用装置は、例えば電話交換機又は電話である。データ送信の場合には、信号利用装置46は、処理されるべきデータ又は記憶されるべきデータを受け取るコンピュータであることが可能である。

図9では、本発明による受信機の1つの実施例が示され、こ

の受信機は、低い搬送波に関して、直交位相における信号の実数部のための処理チェーンと、前記信号の虚数部の処理チェーンとを有する。

図9の装置は、受信アンテナ11と、増幅器103と、混合器111と、帯域フィルタ112と、可変利得増幅器114と、自動利得制御回路105と、混合器117と、混合器114と、低域フィルタ111と、低域フィルタ113と、A/D変換器115と、A/D変換器116と、再直交化装置1121と、再直交化装置1122と、復調装置11と、解析回路101と、決定回路102と、情報処理装置45と、ディスプレイ装置102と、音声録音装置101と、サーボ制御装置11と、 $\pi/2$ 移相器1113とを有する。

アンテナ11は増幅器103の入力に接続されている。増幅器103の出力は、混合器11の第1の入力に接続されている。混合器11の出力は、帯域フィルタ112に接続されている。帯域フィルタ112の出力は、増幅器104の入力に接続されている。増幅器104の出力は、自動利得制御回路105の入力に接続され、混合器117の第1の入力に接続され、且つ混合器114の第1の入力に接続されている。自動利得制御回路105の出力は、増幅器104の第1の利得制御入力に接続されている。混合器117の出

力は、低域フィルタ113の入力に接続されている。混合器114の出力はフィルタ113の入力に接続されている。低域フィルタ113の出力は、A/D変換器115の入力に接続されている。低域フィルタ116の出力は、A/D変換器116の入力に接続されている。A/D変換器115の出力は、再直交化装置1121の入力に接続されている。A/D変換器116の出力は、再直交化装置1122の入力に接続されている。再直交化装置1121、1122の出力は、復調装置11の入力に接続されている。復調装置11の出力は、解析回路101の入力と、サーボ制御装置11の入力とに接続されている。解析回路101の出力は、決定装置102の入力に接続されている。決定装置102の出力は、情報処理装置45の入力に接続されている。情報処理装置45の出力は、例えばディスプレイ装置102と音声録音装置101とのような信号利用装置に接続されている。サーボ制御装置11の第1の出力は、A/D変換器115及び116と、再直交化装置1121及び1122と、復調装置11と、解析回路101と、決定装置102とに接続されている。この出力はサンプリング周波数を供給する。図9に図解される実施例では、うなり周波数が、サーボ制御装置11の出力を経由して直接的に供給される。高周波出力が混合器11の第2の入力に接続されている。中間周波数

出力が、 $\pi/2$ 移相器1113の入力と、混合器117の第2の入力とに接続されている。移相器1113の出力は、混合器114の第2の入力に接続されている。図9に図解される装置では、直交位相における信号の実数部と虚数部が処理される。従って、情報の損失なしに周波数を低下させることが可能である。

復調装置11が、フーリエ変換の計算のための装置を有することが有利である。

前記フーリエ変換の計算のための装置が、離散フーリエ変換の計算のための装置であることが有利である。

前記フーリエ変換の計算のための装置が、高速フーリエ変換(FFT)の計算のための装置であることが有利である。高速フーリエ変換アルゴリズムは、2の累乗に等しい数のサンプルに対する計算を行うことを必要とする。例えば、テレビ送信の場合には、256個の、512個の、1024個の、又は2048個のチャンネルが使用される。しかし、各々のチャンネルが、各々1つの情報項目を送信することは必要ではない。受信信号の復調を行うために高速フーリエ変換の計算のための装置を使用することは、高速フーリエ変換の計算のための標準的な回路又は前記標準的な回路の組合わせの使用を可能にする。例えばホモダイン復調の

ような態の變形例も本発明の範圍を逸脱しないということが理解されなければならない。

図11では、解析装置101の1つの實施例が示される。図11の装置は、分割装置104と、等化装置107と、テスト信号を解析するための装置108と、シーケンサ109とを有する。

分析装置104は、処理されるべき信号を受け取る。分割装置104の出力は、一方では等化装置107に接続され、他方では解析及びテスト装置108に接続されている。解析及びテスト装置108の出力は、一方では等化装置107に接続され、他方では同期化装置109に接続されている。

分割装置104は、情報信号からテスト信号を分割し、このテスト信号を解析及びテスト装置108に向けて送り、一方で情報信号を等化装置107の中に送り込む。テスト信号の検出は、例えば特定の送信標準に従って行われることが可能である。例えば分割装置104は、送信期間の各々において8レベルにおけるチャンネルがテスト信号のために割り当てられるということを知っている。別の送信標準では、テスト信号が、例えば101レベルにおける送信期間のチャンネル全てに伝送することが可能である。受信される位相及び／又は振幅の校正に使用され

るこれら2つのタイプのテスト信号は、例えば11個の送信期間毎に11レベルにおいて1つのテストチャンネルを考えるために混合されることが可能である。

第1の實施例では、本発明による受信機は、単一の基準に従うことが可能であるように設計される。そうした場合には、最初に同期化を行うこと、又は当該受信機内の別の整層から同期を実際に受けることが必要である。

本発明による第2の變形例では、受信機は複数の送信標準に従うことが可能である。この場合には、受信信号が何れの送信標準に属するのかが検出することが必要である。別々のチャンネル上での送信が、複数のチャンネルの多重化による送信、及び／又は、異なった性質の情報を搬送するための時分割多重化による送信を可能にする場合に、例えば情報スループットの一部分をサービス情報のために割り当てることが可能である。このサービス情報は、例えば、行われる送信のタイプに関する情報項目を周期的に含むことが可能である。

こうした送信標準は、望ましいプログラムを選択する利用者によるスイッチ切り換えによって、選択されることも可能である。例えば利用者は、テレビ送信から無線電話送信に切り換え

る。送信標準に関する情報は、例えば永久記憶装置（図示されていない）の中に格納される。

分析装置104は、例えば複数のマルチプレクサと、シーケンサ109によって供給される順序付けを實行する1つの「記録による」論理素子とを有する。

テスト信号の値は、受信機に対して知らされなければならない。例えばテスト信号は、擬似ランダム信号である。テスト信号は、同一のアルゴリズムに従って送信機と受信機との中で発生させられ、従ってこのことは、送信される信号に対してこれと同一な信号と受信信号とを比較することを可能にする。

解析及びテスト装置108は、各テストチャンネルにおいて受信されるレベルを検出する。解析及びテスト装置108は、テストチャンネルにおいて受信される位相シフトと振幅とを測定する。これらの位相シフトと振幅とに基づいて、解析及びテスト装置108は、例えば補間法を使用して、テストチャンネル間の中間チャンネルにおける位相シフトと振幅とを測定する。補間法は、例えば線形補間法であることが可能である。

大きな情報スループットを得るためには、近接した位相及び振幅を区別することが可能であること、従って各チャンネルに

して1つの振幅基準及び位相基準を使用することが必要である。この振幅基準及び位相基準は、受信機に向けて送信機から周期的に送信される基準信号によって与えられることが有利である。基準信号の反復周波数は、伝送条件と局所発振器との安定性に応じて決まる。

本発明による装置の第1の變形例では、位相基準信号及び振幅基準信号は、周期 T 又は周期 $T+\Delta T$ の時間期間の全周波数 $1/T \sim 1/(T+\Delta T)$ を周期的に送信される。しかし校正信号の頻繁な送信が、有効送信情報のスループットを低減させるということに留意する必要がある。

本発明による装置の有利な變形例では、有利には周波数 $1/T \sim 1/(T+\Delta T)$ の全体に亘って緩率的に配分された少数の校正信号だけが送信され、他の周波数の係数が、計算によって、例えば補間法によって決定される。

更に一般的には、時間的に及び／又は個々のチャンネル上に校正信号を配分することが可能である。

例えば、各々のテスト信号送信を異なったチャンネル上で行なう形で、テスト信号を周期的に送信することが可能である。例えば、テストに割り当てられる各チャンネルの円周列が行われる。

送信媒体のパルス応答は、例えば時間における及び／又は周波数上での調製法によって、全てのチャネルに関して推定される。各チャネルに対して加えられるべき振幅補正及び位相補正のマトリックスが、こうして推定される。

例えば大気条件の変動（更にはその局部的変動）に起因する送信媒体のパルス応答の変動を、校正によって補償することが非常に重要である。

送信媒体のパルス応答は、例えば、加えられるべき補正のフーリエ変換を計算することによって決定される。

1つの実施例では、8レベルの1つのチャネルが、全チャネル11～18の振幅Aと位相との校正に使用された。そうしたタイプの装置では、周期Tの有効送信期間の各々において校正を行うこと、又は前述の実施例の場合のように、校正だけのために特定の送信期間を割り当てることが可能である。安定したタイムベースの使用によって同期が維持される。

図解解析及びテスト装置は、例えば、記憶能力を有する装置と、信号の迅速な処理のためのマイクロプロセッサを含む。各チャネルに関する位相シフトの値と減衰の値は、等化装置111に送信される。

記憶能力を有する装置111は、例えば1つの2ポート装置である。記憶されるべきデータは入力ポートを経由して到着する。これらのデータは出力ポートから再び出て再配置される。シーケンサ112は、データの登録と再読出しのためのアドレスを供給する。データ再構成の望ましいタイプに従って、距全体、又は距の一部だけ、又は個々のビットを再読出しすることが可能である。記憶能力を有する装置111は、例えば、ランダムアクセスメモリ(111) 兼積回路を含む。

シーケンサ112は、例えば、配線による論理素子とカウンタとを有する。1つの変形例では、標準的な回路を使用するために、例えば1つのマイクロプロセッサによって、前記シーケンサ112を置き換えることが可能である。前記マイクロプロセッサが、信号処理タイプのマイクロプロセッサであることが有利である。

図15では、再直交化装置の第2の実施例が示される。図15に示される実施例では、装置111は、記憶能力を有する装置111と、算術演算及び論理ユニット112と、マルチプレクサ113と、シーケンサ114とを有する。記憶能力を有する装置111の出力は、算術演算及び論理ユニット112の入力と、マルチプレクサ

等化装置111は、各チャネルに対して、送信によって引き起こされる増幅及び位相シフトとは逆の増幅及び位相シフトを加える。従って、受信端における全チャネルの振幅は、回路117による等化の後では、送信時の振幅に比例している。同様に、受信端における各チャネル間の相対的な位相シフトは、等化回路117による処理の後では、送信端における各チャネル間の相対的な位相シフトに等しい。

1つのアナログの変形例では、等化回路111は様々な移相器と様々な増幅器とを有する。アナログ移相器は、1つのデジタル制御された電荷転送素子(CDD)を有し、このCDDでは、例えば単一の入力と複数の出力とが使用可能である。各々の出力は、個々の位相シフトに相当する。

等化装置111のデジタルの変形例では、振幅補正と位相補正とを行うために、乗法と加算とが使用される。配線による論理素子及び／又はマイクロプログラム論理素子もしくはプログラム論理素子が使用されている。

図16では、本発明による装置において実行されることが可能な公知のタイプのアーキテクチャが示される。図16のアーキテクチャは、再直交化装置内で使用されることが可能である。記

111の第1の入力とに接続されている。算術演算及び論理ユニット112の出力は、マルチプレクサ113の第2の入力に接続されている。シーケンサ114は、例えばサーボ制御装置118から、受信機の同期のための一般信号を受け取る。シーケンサ114は、制御信号及び同期信号をマルチプレクサ113に送る。シーケンサ114は、記憶能力を有する装置111に、アドレス信号及び同期信号を送る。図15に示される実施例では、シーケンサ114によるメモリ111のアドレス指定は、デジタル部の再配列を行うことを可能にする。算術演算及び論理ユニット112は、望ましい信号合計を行うことを課せられる。マルチプレクサ113のスイッチングは、望ましい送信標準と進行中の受信位相とに応じて、2つの再配列モードの間の選択を行うことを可能にする。

更に、本出願人によって1986年10月1日に出版された特許111 13331号の図2に図解された振幅／位相復調器のような振幅／位相復調器を、信号の利用のために使用することが可能である。

本発明による送信機は、送信機のタイムベースと受信機のタイムベースとを受信端において正確に同期させることを可能にするコーディング信号を伝送する。従って、良好な時間及び／

又は位相分解能を得ることが可能である。

本発明による第1の実施例では、デジタル同期が使用される。

図17に図解される実施例では、アナログ同期が使用される。

図18に図解される実施例では、一組の異なる周波数が1個のチャンネル上を送信される。

そのスペクトルは、通過帯域1に等しい周波数幅 f_1 と、帯域1の内側の信号の平均振幅 A_2 に相当する高さ A_1 とを有する実質的に長方形である。 A_2 より著しく大きい振幅 A_3 を有する2つの周波数 f_A と f_B が送信される。例えば、 A_3 は A_2 より12dBだけ大きい。従って、受信端において、周波数 f_A と f_B とを知ることによって f_A と f_B とを分離することが可能である。一方では、周波数 f_A と f_B とを知ることによって、他方では、受信端におけるこれらの周波数の差を知ることによって、時間基準がそれから抽出されることが可能な周波数基準が得られる。受信端においては、例えば周波数 f_A と f_B とに1つの混合器の中でうなりを生じさせることによって差 $f_A - f_B$ が得られる。

本発明による装置の1つの実施例では、1は1MHzに等しく、

グループ101の入力と、位相ロックループ110の入力と、位相ロックループ111の入力とに接続されている。低域フィルタ108の出力は、発信器107の入力に接続されている。発信器107の出力は、混合器105の第2の入力に接続されている。位相ロックループ109、110、111の出力は、望ましい周波数を供給するサーボ制御装置10の出力を構成する。

フィルタ101は周波数 f_A を選択し、フィルタ102は周波数 f_B を選択する。混合器103は周波数 f_A と f_B との間のうなりを生じさせる。

位相ロックループ104は、周波数 f_A と f_B との間の差の値を供給する。送信基準によって決定される送信端における周波数 f_A と f_B との間の差が知られている。受信端における比較が、周波数基準と位相基準との供給を可能にする。

位相ロックループ109、110、111は、本発明による装置の作動のために十分に安定した周波数基準と位相基準とを供給することを可能にする。例えば、位相ロックループ109、110、111は、図11の周波数発生器100と周波数発生器101とに対して別々に周波数基準を供給することと、図8又は図9のデジタル装置に対してサンプリングクロック信号を供給することとを可

f_A は f_B から1MHzだけ分離される。

図17では、図8と図9とのサーボ制御装置10の1つのアナログの実施例が示される。図17の装置は、図11に図解されるような送信機によって送信される信号で働くよう意図される。サーボ制御装置10は、帯域フィルタ101と、帯域フィルタ102と、混合器103と、位相ロックループ(PLL)104と、周波数分割位相ロックループ(PLL)109と、周波数分割位相ロックループ(PLL)110と、周波数分割位相ロックループ(PLL)111とを有する。これらの位相ロックループ(PLL)は、例えば1つの混合器と、1つの低域フィルタと、1つの電圧制御発振器とを有する。図17では、位相ロックループ(PLL)104は、1つの混合器105と、1つの低域フィルタ108と、1つの電圧制御発振器(VCO)107とを有する。

装置10の入力は、フィルタ101の入力と102の入力とに接続されている。フィルタ101の出力は混合器103の第1の入力に接続されている。フィルタ102の出力は、混合器103の第2の入力に接続されている。混合器103の出力は混合器105の第1の入力に接続されている。混合器105の出力は、低域フィルタ108の入力に接続されている。発信器107の出力は、位相ロ

ックループ109、110、111の入力と、位相ロックループ110の入力と、位相ロックループ111の入力とに接続されている。低域フィルタ108の出力は、発信器107の入力に接続されている。発信器107の出力は、混合器105の第2の入力に接続されている。位相ロックループ109、110、111の出力は、望ましい周波数を供給するサーボ制御装置10の出力を構成する。

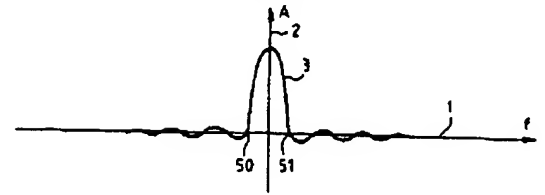
本発明は、アナログ及び/又はデジタル情報受信装置と、コンピュータ間の通信と、交換機間の電話通信と、無線電話と通信ステーションとの間の電話通信と、地上ステーションと人工衛星との間の無線技術的通信と、人工衛星間の通信と、空中及び/又は水中の音響通信と、ローカル計算機網の建設と、無線電話通信及びテレビ通信の受信とに適用される。

本発明は、情報の送信又は収集の全てに適用可能な新規性のあるタイプの装置に係わる。本発明は、全てのタイプの波、特に音波、更に特に電磁波を使用する装置に適用される。

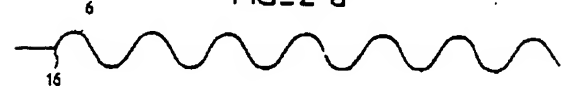
本発明による装置は、特に、無線電話送信とテレビ送信と、アナログ又はデジタル情報送信装置と、コンピュータ間の通信と、交換機間の電話通信と、無線電話と通信ステーションとの間の電話通信と、地上ステーションと人工衛星との間の無線技術的通信と、2つの人工衛星間の通信と、空中及び/又は水中の音響通信と、ローカル計算機網の建設と、ソーナと、レーダとに適用される。

本発明は、高忠実度無線電話送受信及び受信、高品位テレビ (HDTV)、及び/又は、デジタルテレビに特に適している。

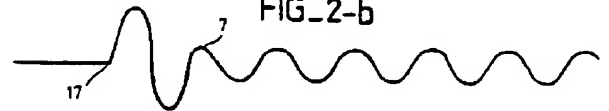
FIG_1



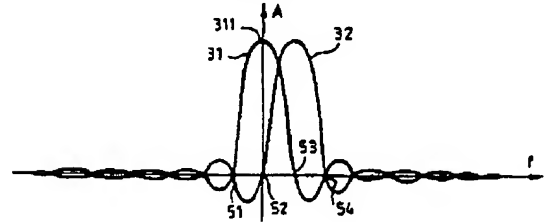
FIG_2-a



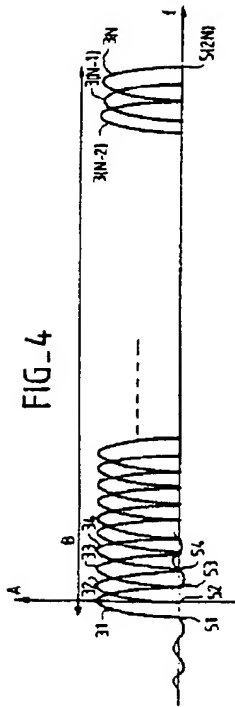
FIG_2-b



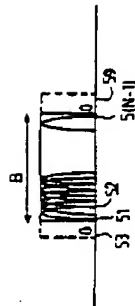
FIG_3



FIG_4



FIG_5



FIG_6-a



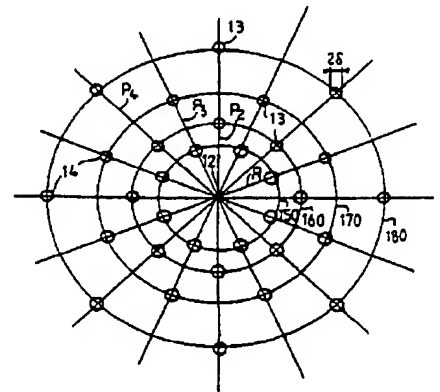
FIG_6-b



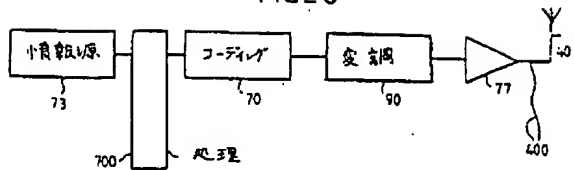
FIG_6-c



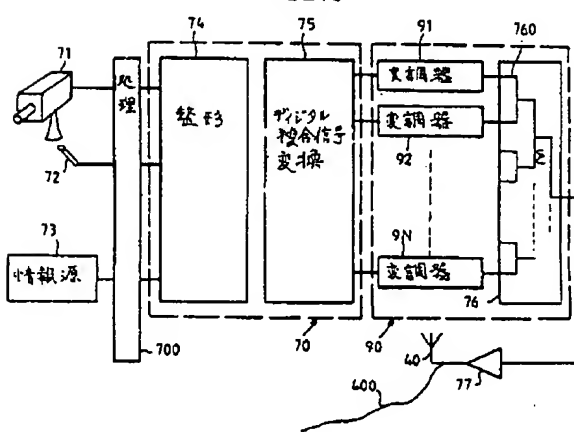
FIG_7



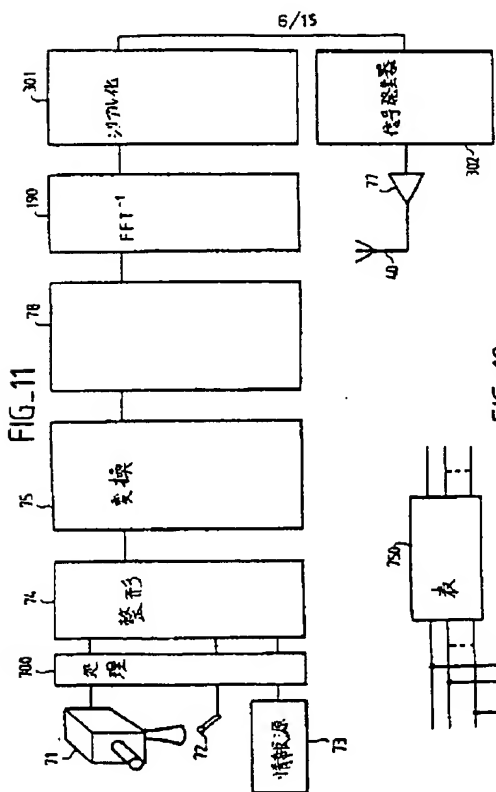
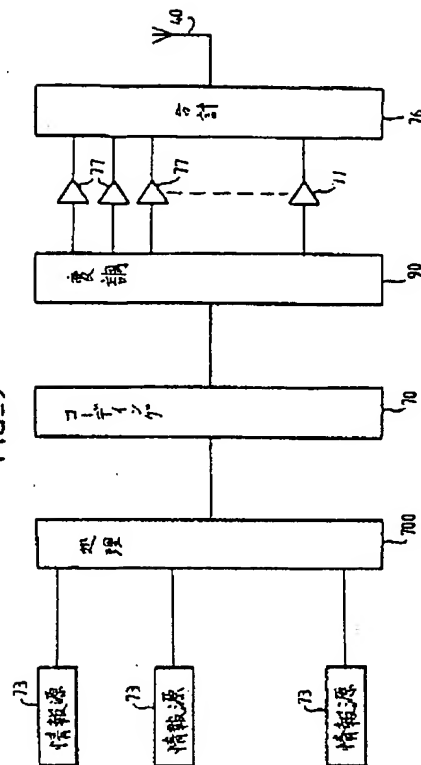
FIG_8



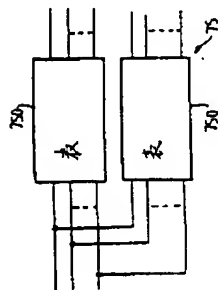
FIG_10



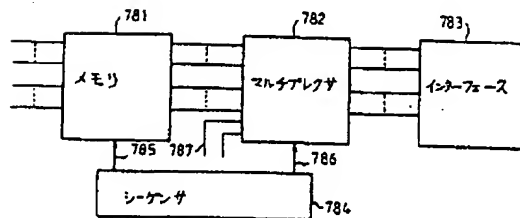
FIG_9



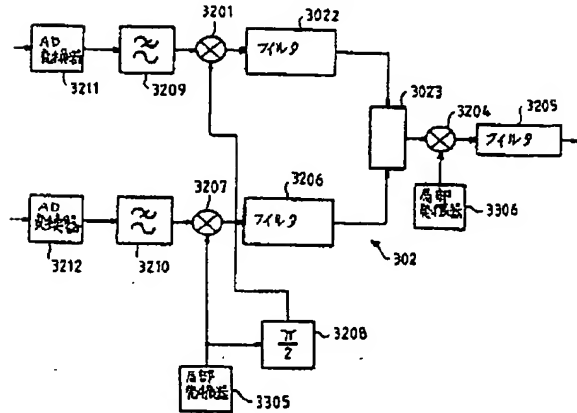
FIG_12



FIG_13



FIG_14



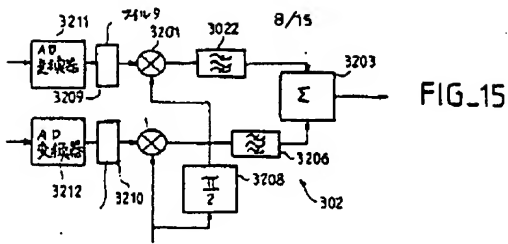


FIG. 15

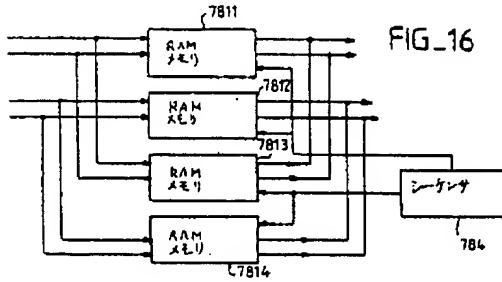


FIG. 16

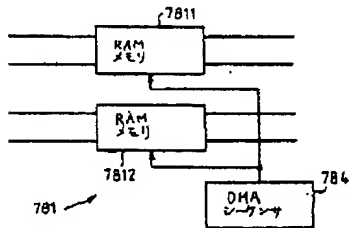


FIG. 17

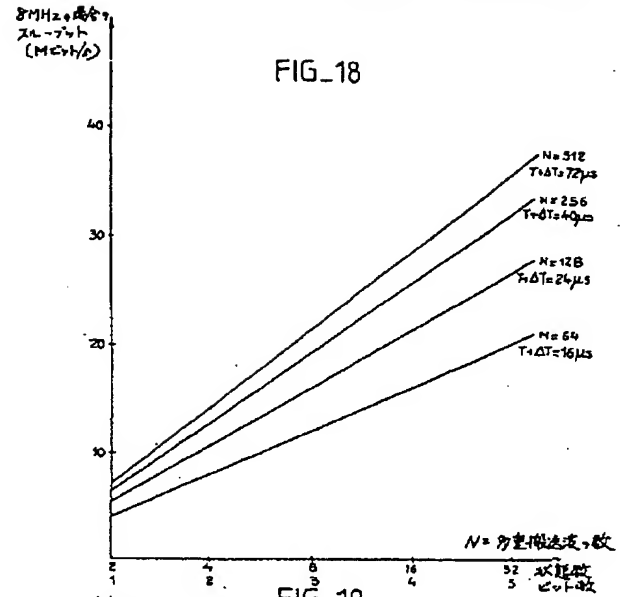


FIG. 18

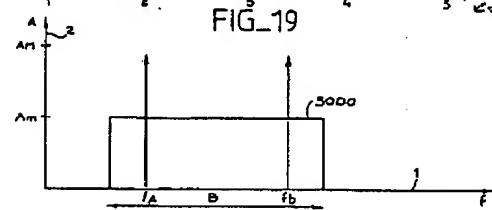


FIG. 19

FIG. 20

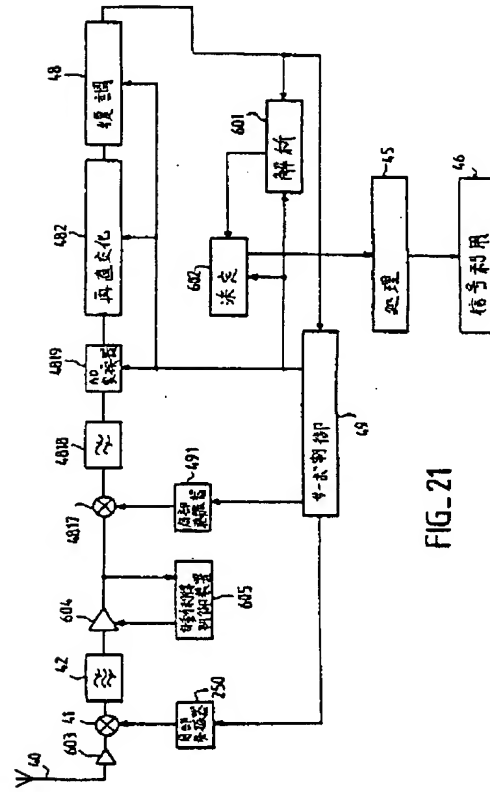
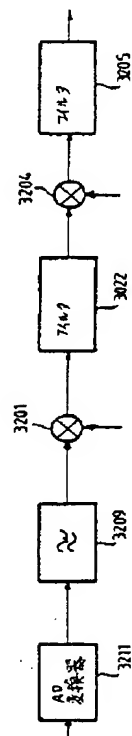
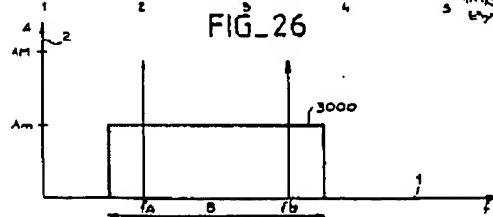
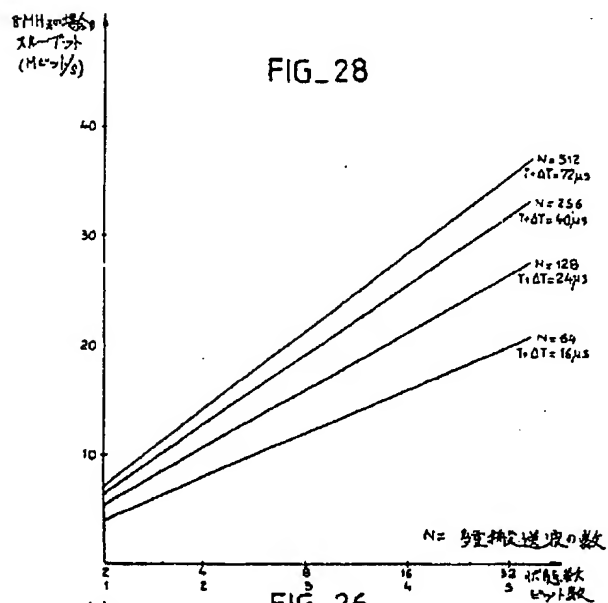
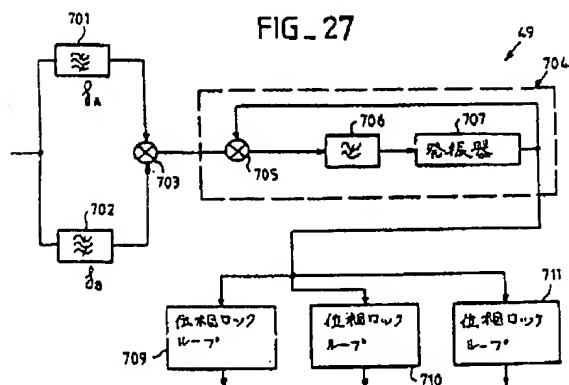
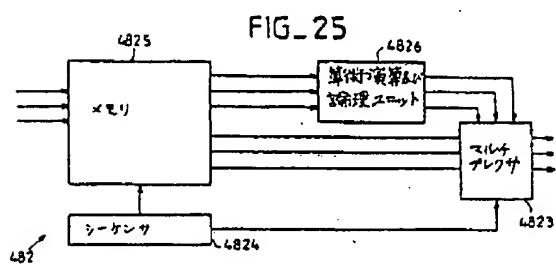
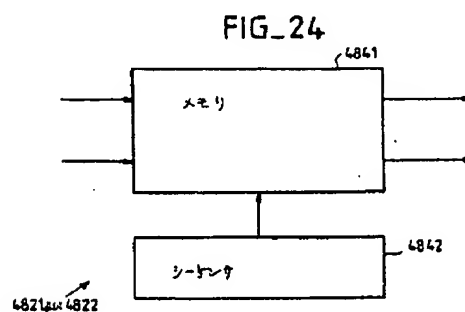
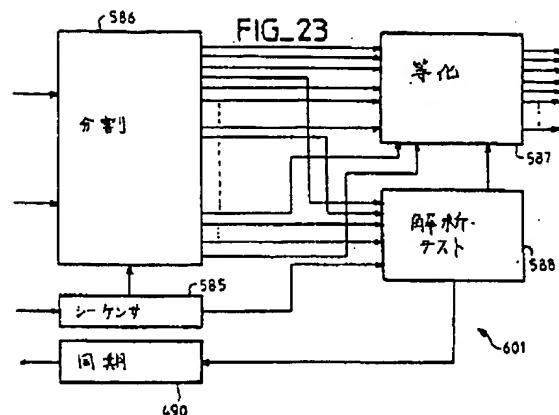
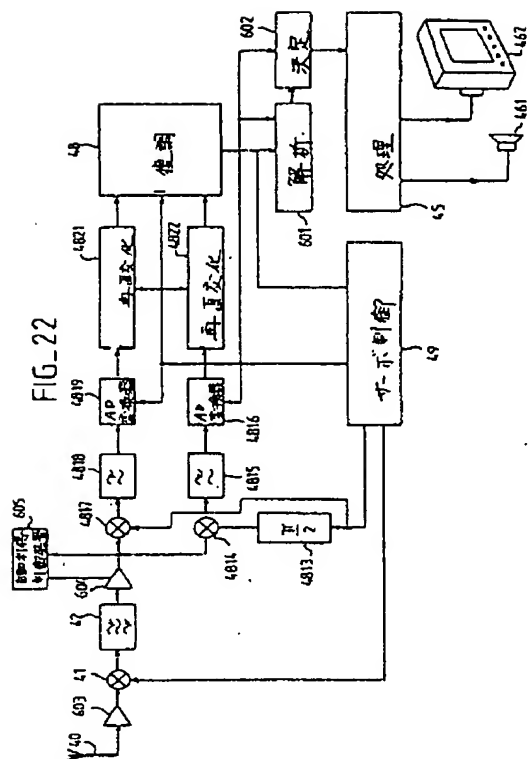


FIG. 21



補正書の写し(国訳文)提出書(特許法第111条の1)。

請求の範囲

平成3年4月19日

特許庁長官 篠 松 敏 昭

1. 特許出願の表示 PCT/FR 89/00546

2. 発明の名称 送信機、送信方法、受信機

3. 特許出願人

住 所 フランス国、11800・ピュトー、エスプラナード・ド・ユ・
ジネラル・ドゥ・ゴール、51

名 称 トムソン・セエスエフ

4. 代 理 人 東京都新宿区新宿1丁目1番14号 山田ビル

(郵便番号151) 電話(03) 3354-1121

(5101) 弁護士 川 口 義 雄

(ほか4名)

5. 補正書の提出年月日 1990年12月4日

6. 添付書類の目録

(1) 補正書の国訳文

1通

方式
審査

3. 使用される第1の周波数 f_0 が $1/T$ に等しく、前記 i が正の整数又はゼロであることを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。

4. 前記周期 T の有効送信期間の間のパターンを決定するためのステップと、前記周期 T の送信期間の間の前記パターンの送信、及びデジタル信号の有効送信期間の最後部の再復写による、周期 ΔT の遅延期間の間の前記パターンの中断のない連続のステップとを含むことを特徴とする請求項1から3のいずれか一項に記載の方法。

5. 前記遅延期間の各々の間は送信が停止されていることを特徴とする請求項1から3のいずれか一項に記載の方法。

6. 前記周期 T の有効送信期間の各々の間に、1つの記号が全周波数又は一部の周波数上において送信されることを特徴とする請求項1から5のいずれか一項に記載の方法。

7. 使用周波数の各々に関して周期 $T + \Delta T$ の有効送信期間の間に、多数の「振幅、位相」対から選択された1つの記号を、又は確保されるべき送信チャネルの等化を可能にする1つの基準信号を送信することを可能にする、1つの変調装置(10)を有することを特徴とする請求項1から6のいずれか一項に記載の

1. 複数の直交周波数を同時に使用する、高いスペクトル効率性を有する変調波の伝送のための方法であって、該方法では、周期 $T + \Delta T$ の間に記号が送信され、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離されており、前記 T が有効送信期間であり、且つ前記 ΔT が、様々なエコーの到着に起因する非定常性を吸収する遅延期間であり、前記周期 $T + \Delta T$ の送信期間の各々の間において1つの対「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」が各々の周波数上において送信され、前記対「実数部、虚数部」又は「振幅、位相」が、送信されるべき情報と一対一の等価関係にあり、更に前記対の使用可能な数が4よりも多く、送信される前記記号が、受信端において送信チャネルの等化を可能にする基準信号によって周期的に生成され、様々な周波数に対応するチャネルの独立性を与えるために、前記周期 T の有効送信期間の間に信号の処理を受信端において行うことを可能にする同期信号が送信されることを特徴とする方法。

2. 比率 $\Delta T/T$ が $1/8$ 以下であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

方法を実行するための送信機。

8. 前記変調装置(10)が、 $101 \mu s$ 以下の処理時間を包含して1024を超える数のサンプルに対してデジタル逆フーリエ変換の計算を行うための装置(110)を含むことを特徴とする請求項7に記載の送信機。

9. 前記送信チャネルの1つがゼロ周波数搬送波を中心とさせられていることを特徴とする請求項7又は8に記載の送信機。

10. 前記変調装置(10)が中間周波数で動作することを特徴とする請求項7又は8に記載の送信機。

11. 前記変調装置(10)が搬送波変調のためのデジタル装置であることを特徴とする請求項7又は8に記載の送信機。

12. 信号と同期しての交差及びサンプリングのための手段を有する受信機であって、該受信機が、複数の直交周波数上において1つの周期 $T + \Delta T$ の間に送信される記号を使用する変調波送信を復調するための手段を有し、2つの送信周波数が $1/T$ だけ分離されており、前記 T が有効送信期間であり、且つ前記 ΔT が遅延期間であって、該送信機が、前記遅延期間 ΔT を使用して受信信号と該受信機とを同期化することを確保する1つのサーが制御装置(120)をし、さらに該受信機が、チャネルの等

特表平4-501348 (24)

化を行うために基準信号を使用するテスト手段を有することと
を特徴とする請求項1から6に記載の方法を用いて送信される
高スペクトル応答性の波を受信するための受信機。

13. 少なくとも一部分の信号の平均出力の検出装置によって制御される1つの自動利得制御装置(AGC)を有することを特徴とする請求項11に記載の受信機。

14. 100 μ s 以下の処理時間を包含して1024を超える数のサンプルに対して高速フーリエ変換(FFT)の計算を行うための装置(103)を、少なくとも1つ有することを特徴とする請求項11又は13に記載の受信機。

13. 前記「實數部、虚數部」又は「幅相、位相」の對をディジタル語へ変換するための、前記対の複号手段(14)を有すること
を特徴とする請求項12又は14に記載の受信機。

11. 前記テスト手段が、送信から生じる信号中の雑音と特に様々なエラーに起因する多重経路とを補償するための等化装置(581)を有することを特徴とする請求項11に記載の受信機。

17. 複数のチャネルを置換化するための、周期 Δt の通移期間
を使用する再置換化手段 (112、122、132) を有することを特
徴とする請求項 11 から 16 のいずれか一項に記載の受信機。

11. 前記再直交化手段が1つのパターン変換検出回路を有することを特徴とする請求項11に記載の受信機。

11. 前記パターン変換検出回路が、周期1だけ遅延された信号から信号を計算するための手段と、単一の送信期間内の各サンプル間の量が概ね一定であるか否かを決定するための手段とを有する請求項11に記載の受信機。

國際調查報告

[illegible]

Unpublished Application No. PCT/FR89/00546

U. S. GOVERNMENT ACQUISITION SERVICE FORM NO. 64 (REV. 1-64)		
CONTINUED FROM THE PREVIOUS SHEET		
Abstract *	Report or Document, with indication of source, nature, abstracting, or the abstract paragraph	Document in Class. file
	see page 587, right hand column, lines 8-13; page 589, left hand column, lines 1-8; page 590, left hand column, lines 23-26	

A	IEEE Transactions on Communications, Vol COM-20, Nr 3, June 1972, (New York, US) U. Timor: "Equivalence of time- multiplexed and frequency-multiplexed signals in digital communications" pages 435-438; see page 436, right hand column, lines 26-33; page 437, figure 2	10,13
A	CH, A, 420558 (UMATED) 20 November 1980 see abstract; page 5, right hand column, lines 31-49	20,21,23,33; 34,36,39

A	US, A, 3456202 (MITAGI) 15 July 1969 see claim 1	26

国際調査報告

This report was prepared by the inventor or his agent for the purpose of obtaining a patent. The inventor or his agent is not responsible for the accuracy of the information contained in this report. The European Patent Office is not responsible for the accuracy of the information contained in this report.

Patent document used as a basis report	Publication date	Patent family number(s)	Publication date
CH-A- 620558	28-11-80		
US-A- 3456202	15-07-69		

For more details about this report, see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82

第1頁の続き

優先権主張

②1988年10月21日③フランス(FR)④88/13833

⑦発明者

エローム, フィリッポ

フランス国、92160・アントニ、リュ・ドウ・シャトゥナイ、49

⑦発明者

ドウ・クアスノン, トウリス
タン

フランス国、35830・ベトン、リュ・ドウ・ラ・フォレ (番地なし)

⑦発明者

トウラベール, セルジュ

フランス国、35510・セゾン・セビーニユ、アレ・デ・セツブ、5

⑦発明者

モニエ, ラウル

フランス国、31600・ミュレ、シュマン・ドウ・ラ・ロカド、23

⑦発明者

エルゴ, ステファンヌ

フランス国、35510・セゾン・セビーニユ、クロ・セビーニエ、4